



PCT

特許協力条約に基づいて公開された国際出願

(51) 国際特許分類7 H03M 7/00, H03G 5/16		A1	(11) 国際公開番号 WO00/70769
		(43) 国際公開日	2000年11月23日(23.11.00)
(21) 国際出願番号 PCT/JP00/02965		(74) 代理人 青山 葆, 外(AOYAMA, Tamotsu et al.) 〒540-0001 大阪府大阪市中央区域見1丁目3番7号 IMPビル 青山特許事務所 Osaka, (JP)	
(22) 国際出願日 2000年5月10日(10.05.00)			
(30) 優先権データ 特願平11/133816 1999年5月14日(14.05.99) JP		(81) 指定国 JP, US, 欧州特許 (AT, BE, CH, CY, DE, DK, ES, FI, FR, GB, GR, IE, IT, LU, MC, NL, PT, SE)	
(71) 出願人 (米国を除くすべての指定国について) 松下電器産業株式会社 (MATSUSHITA ELECTRIC INDUSTRIAL CO., LTD.) [JP/JP] 〒571-8501 大阪府門真市大字門真1006番地 Osaka, (JP)		添付公開書類 国際調査報告書	
(72) 発明者 ; および (75) 発明者 / 出願人 (米国についてのみ) 岩田和也(IWATA, Kazuya)[JP/JP] 〒576-0033 大阪府交野市私市4-59-11 Osaka, (JP) 江島直樹(EJIMA, Naoki)[JP/JP] 〒573-1102 大阪府枚方市北楠葉町12-10 Osaka, (JP) 傍島 彰(SOBAJIMA, Akira)[JP/JP] 〒573-0016 大阪府枚方市村野本町30-75 Osaka, (JP)			

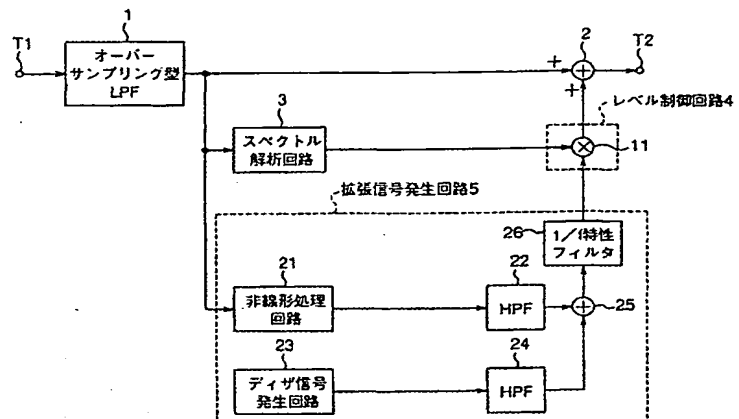
(54)Title: METHOD AND APPARATUS FOR EXPANDING BAND OF AUDIO SIGNAL

(54)発明の名称 オーディオ信号の帯域を拡張するための方法及び装置

(57) Abstract

A low-pass filter (1) of over-sampling type over-samples an input digital audio signal T1 and filters and removes the low frequency components of the produced aliasing noise. A spectrum analysis circuit (3) calculates the spectrum strength of a predetermined band of the output signal from the low-pass filter (1). An expansion signal generating circuit (5) generates an expansion signal having higher frequency components from the output signal from the low-pass filter (1). A level control circuit (4) controls the level of the expansion signal according to the output signal from the spectrum analysis circuit (3). An adder (2) adds the level-controlled expansion signal to the output signal from the low-pass filter (1) thereby to generate a digital audio signal T2.

a 第1の好ましい実施形態
b オーディオ信号帯域拡張装置



- a...FIRST PREFERABLE WORKING EXAMPLE
b...AUDIO SIGNAL BAND EXPANSION DEVICE
1...OVER-SAMPLING LPF
3...SPECTRUM ANALYSIS CIRCUIT
4...LEVEL CONTROL CIRCUIT
5...EXPANSION SIGNAL GENERATING CIRCUIT
21...NONLINEAR PROCESSING CIRCUIT
23...DITHERING SIGNAL GENERATING CIRCUIT
26...1/f CHARACTERISTIC FILTER

(57)要約

オーバーサンプリング型の低域通過フィルタ 1 は、入力デジタルオーディオ信号 T 1 をオーバーサンプリング処理し、発生した折り返し雑音を低域通過ろ波して除去する。スペクトル解析回路 3 は、低域通過フィルタ 1 の出力信号の、所定帯域のスペクトル強度を演算する。拡張信号発生回路 5 は、低域通過フィルタ 1 の出力信号を基に、より高い周波数成分を有する拡張信号を発生する。レベル制御回路 4 は、スペクトル解析回路 3 の出力信号に応じて拡張信号のレベルを制御する。レベル制御された拡張信号は、加算器 2 で低域通過フィルタ 1 の出力信号に加算され、帯域が拡張されたデジタルオーディオ信号 T 2 が得られる。

PCTに基づいて公開される国際出願のパンフレット第一頁に掲載されたPCT加盟国を同定するために使用されるコード(参考情報)

AE	アラブ首長国連邦	DM	ドミニカ	KZ	カザフスタン	RU	ロシア
AG	アンティグア・バーブーダ	DZ	アルジェリア	LC	セントルシア	SD	スーダン
AL	アルバニア	EE	エストニア	LI	リヒテンシュタイン	SE	スウェーデン
AM	アルメニア	ES	スペイン	LR	スリ・ランカ	SG	シンガポール
AT	オーストリア	FI	フィンランド	LS	リベリア	SI	スロヴェニア
AU	オーストラリア	FR	フランス	LT	リトアニア	SK	スロヴァキア
AZ	アゼルバイジャン	GA	ガボン	LV	ラトヴィア	SL	シエラ・レオネ
BA	ボスニア・ヘルツェゴビナ	GB	英国	MA	モロッコ	SN	セネガル
BB	バルバドス	GD	グレナダ	MC	モナコ	SZ	スワジランド
BE	ベルギー	GE	グルジア	MD	モルドヴァ	TD	チャード
BF	ブルキナ・ファソ	GH	ガーナ	MG	マダガスカル	TG	トーゴ
BG	ブルガリア	GM	ガンビア	MK	マケドニア旧ユーゴスラヴィア	TJ	タジキスタン
BJ	ベナン	GN	ギニア			TM	トルクメニスタン
BR	ブラジル	GR	ギリシャ			TR	トルコ
BY	ベラルーシ	GW	ギニア・ビサオ			TT	トリニダード・トバゴ
CA	カナダ	HR	クロアチア	ML	マリ	UZ	ウズベキスタン
CF	中央アフリカ	HU	ハンガリー	MN	モンゴル	VN	ヴェトナム
CG	コンゴ	ID	インドネシア	MR	モリタニア	YU	ユーゴスラヴィア
CH	スイス	IE	アイルランド	MW	マラウイ	ZA	南アフリカ共和国
CI	コートジボアール	IL	イスラエル	MX	メキシコ	ZW	ジンバブエ
CM	カメルーン	IN	インド	MZ	モザンビーク		
CN	中国	IS	アイスランド	NE	ニジェール		
CR	コスタ・リカ	IT	イタリア	NL	オランダ		
CY	キプロス	JP	日本	NO	ノルウェー		
CZ	チェコ	KE	ケニア	NZ	ニュージーランド		
DE	ドイツ	KG	キルギスタン	PL	ポーランド		
DK	デンマーク	KP	北朝鮮	PT	ポルトガル		
		KR	韓国	RO	ルーマニア		

明 細 書

オーディオ信号の帯域を拡張するための方法及び装置

技術分野

5 本発明は、オーディオ機器におけるオーディオ信号の再生音、特に高音域の再生音質の向上を図り、人間の耳に快適なオーディオ信号を再生できるオーディオ信号の帯域を拡張するための方法及び装置に関し、特に、入力されるオーディオ信号をデジタル処理することにより入力されるオーディオ信号の帯域を拡張するための方法及び装置に関する。

背景技術

10 アナログオーディオ再生信号に対して、再生周波数帯の高音域上限か又は可聴周波数帯域の高音域上限を越える周波数のスペクトルを有する信号を付加するための従来技術のオーディオ信号再生装置が、日本国特許公開平成9年36685号公報において開示されており、そのオーディオ信号再生装置の構成を
15 図17に示す。図17において、オーディオ信号再生装置は、バッファアンプ91と、フィルタ回路92と、アンプ93と、検波回路94と、時定数回路95と、ノイズ発生器96と、フィルタ回路97と、乗算器98と、加算器99とを備えて構成される。

まず、オーディオ信号は入力端子T1からバッファアンプ91に入力された後2分配され、分配された一方のオーディオ信号はそのまま加算器99に入力
20 される一方、2分配された他方のオーディオ信号は、高域通過フィルタ又は帯域通過フィルタであるフィルタ回路92に入力される。フィルタ回路92は、入力されたオーディオ信号のうちの特定の帯域の信号のみを帯域ろ波して通過させた後、アンプ93に出力する。アンプ93は、入力されるオーディオ信号を所定の適当なレベルまで増幅した後、時定数回路95を有する検波回路94
25 に出力する。検波回路94は、入力されるオーディオ信号を、例えば包絡線検波することによりそのオーディオ信号の包絡線レベルを検出し、検出した包絡線レベルを示すレベル信号を、元のオーディオ信号に付加するノイズ成分のレベル調整をするレベルコントロール信号として乗算器98に出力する。

一方、ノイズ発生器 9 6 によって発生されたノイズ成分は、高域通過フィルタ又は帯域通過フィルタであるフィルタ回路 9 7 に入力され、フィルタ回路 9 7 は、20 kHz 以上の周波数帯域のノイズ成分を通過させた後、乗算器 9 8 に出力する。乗算器 9 8 は、入力されるノイズ成分を検波回路 9 4 からのレベル
5 コントロール信号で乗算することにより、レベルコントロール信号によって示されるレベルに比例するレベルを有するノイズ成分を発生して加算器 9 9 に出力する。

さらに、加算器 9 9 は、バッファアンプ 9 1 からの元のオーディオ信号に、乗算器 9 8 からのノイズ成分を加算して、ノイズ成分が加算されたオーディオ
10 信号を発生して出力端子 T 2 から出力する。ここで、時定数回路 9 5 の時定数を所定の値に選択することにより、ノイズ発生器 9 6 により発生されたノイズ成分を人間の聴感特性に適合させてオーディオ信号の音質改善の効果を高めている。

以上説明したように、元のオーディオ信号の高域音の出力レベルに比例した
15 ランダムノイズを元のオーディオ信号に付加することにより高音域を拡大している。しかしながら、上述の従来技術のオーディオ信号再生装置においては、以下に示す問題点を有していた。

(1) 付加するノイズ成分の高域信号のスペクトル構造が楽音信号のそれと異なるために、音質上違和感があった。

(2) また、従来技術のオーディオ信号再生装置はアナログ回路で構成されているために、以下の問題点があった。すなわち、当該アナログ回路を構成する
20 部品のばらつきや温度特性により装置性能のばらつきが発生し、オーディオ信号が当該アナログ回路を通過する毎に音質劣化が発生する。また、構成しているフィルタ回路の精度を向上させると、その回路規模が大きくなり、製造コスト
25 の増大につながる。

(3) さらに、正弦波のような単一のスペクトルを有する信号が入力された場合も、ランダムノイズ成分が付加されるので、信号特性の測定において、信号特性が著しく劣化した測定結果となる。

発明の開示

本発明の目的は、以上の問題点を解決し、音質上違和感や劣化が無く、装置性能のばらつきがほとんど発生せず、かつ従来技術に比較して製造コストが安価である、オーディオ信号の帯域を拡張するための方法及び装置を提供することにある。

- 5 また、本発明の別の目的は、以上の問題点を解決し、正弦波信号が入力されても、信号特性の測定において信号劣化の測定結果が発生しないオーディオ帯域拡張方法及び装置を提供することを目的とする。

本発明に係るオーディオ信号の帯域を拡張するための方法は、

- 10 所定の最高周波数を有する第1の帯域のデジタルオーディオ信号に対して、上記最高周波数の2倍以上のサンプリング周波数でオーバーサンプリング処理を実行した後、上記オーバーサンプリング処理により発生された折り返し雑音を除去するための低域通過ろ波処理を実行して、処理後のデジタルオーディオ信号を出力するステップと、

- 15 上記処理後のデジタルオーディオ信号のうちの所定の帯域のスペクトル強度を演算して、演算されたスペクトル強度を示す信号を出力するステップと、

 上記第1の帯域よりも高い第2の帯域の周波数成分を有する拡張信号を発生するステップと、

 上記演算されたスペクトル強度を示す信号に応じて、上記拡張信号のレベルを制御するステップと、

- 20 上記レベルが制御された拡張信号を、上記処理後のデジタルオーディオ信号に加算して、加算結果のデジタルオーディオ信号を出力するステップとを含むことを特徴とする。

 上記方法において、上記拡張信号を発生するステップは、好ましくは、

- 25 非線形の入出力特性を有し、上記処理後のデジタルオーディオ信号に対して非線形処理を実行して上記デジタルオーディオ信号を歪ませることにより、上記デジタルオーディオ信号の高調波成分のデジタル信号を発生するステップと、

 上記高調波成分のデジタル信号のうち少なくとも上記第2の帯域以上の周

波数成分を高域通過ろ波して、ろ波後の信号を拡張信号として出力するステップとを含む。

また、上記方法において、上記拡張信号を発生するステップは、好ましくは、

- 5 振幅レベルに対して所定の確率分布を有するディザ信号を発生するステップと、

上記ディザ信号のうち少なくとも上記第2の帯域以上の周波数成分を高域通過ろ波して、ろ波後の信号を拡張信号として出力するステップとを含む。

- 10 さらに、上記方法において、上記拡張信号を発生するステップは、好ましくは、

非線形の入出力特性を有し、上記処理後のデジタルオーディオ信号に対して非線形処理を実行して上記デジタルオーディオ信号を歪ませることにより、上記デジタルオーディオ信号の高調波成分のデジタル信号を発生するステップと

- 15 上記高調波成分のデジタル信号のうち少なくとも上記第2の帯域以上の周波数成分を高域通過ろ波して、ろ波後の信号を出力するステップと、

振幅レベルに対して所定の確率分布を有するディザ信号を発生するステップと、

- 20 上記ディザ信号のうち少なくとも上記第2の帯域以上の周波数成分を高域通過ろ波して、ろ波後の信号を出力するステップと、

上記高域通過ろ波された2つの信号を加算して、加算結果の信号を拡張信号として出力するステップとを含む。

- 25 また、上記方法において、好ましくは、上記レベルを制御するステップの前に、所定の $1/f$ 特性と $1/f^2$ 特性との中の1つのフィルタ特性を有し、上記拡張信号を低域通過ろ波するステップをさらに含む。

さらに、上記方法において、上記ディザ信号を発生するステップは、好ましくは、

それぞれ互いに独立な擬似雑音系列ノイズ信号を発生する複数のステップ

と、

上記複数の擬似雑音系列ノイズ信号を加算することにより、振幅レベルに対して、ガウス分布と釣り鐘型分布のうちの1つの分布の確率密度を有する加算結果のディザ信号を発生して拡張信号として出力するステップとを含む。

- 5 またさらに、上記方法において、好ましくは、上記処理後のデジタルオーディオ信号のうちの所定の複数の帯域のスペクトル強度を演算して、演算された複数の帯域のスペクトル強度に基づいて上記デジタルオーディオ信号が単一のスペクトルであるか否かを判断するステップと、

- 10 上記デジタルオーディオ信号が単一のスペクトルではないと判断されたときは、上記拡張信号を出力する一方、上記デジタルオーディオ信号が単一のスペクトルであると判断されたときは、上記拡張信号を出力しないように切り換えるステップとをさらに含む。

本発明に係るオーディオ信号の帯域を拡張するための装置は、

- 15 所定の最高周波数を有する第1の帯域のデジタルオーディオ信号に対して、上記最高周波数の2倍以上のサンプリング周波数でオーバーサンプリング処理を実行した後、上記オーバーサンプリング処理により発生された折り返し雑音を除去するための低域通過ろ波処理を実行して、処理後のデジタルオーディオ信号を出力するろ波手段と、

- 20 上記ろ波手段から出力される処理後のデジタルオーディオ信号のうちの所定の帯域のスペクトル強度を演算して、演算されたスペクトル強度を示す信号を出力する第1のスペクトル解析手段と、

上記第1の帯域よりも高い第2の帯域の周波数成分を有する拡張信号を発生する拡張信号発生手段と、

- 25 上記第1のスペクトル解析手段から出力される演算されたスペクトル強度を示す信号に応じて、上記拡張信号のレベルを制御するレベル制御手段と、

上記レベル制御手段によりレベルが制御された拡張信号を、上記ろ波手段から出力されるデジタルオーディオ信号に加算して、加算結果のデジタルオーディオ信号を出力する第1の加算手段とを備える。

上記装置において、上記拡張信号発生手段は、好ましくは、

非線形の入出力特性を有し、上記ろ波手段から出力されるデジタルオーディオ信号に対して非線形処理を実行して上記デジタルオーディオ信号を歪ませることにより、上記デジタルオーディオ信号の高調波成分のデジタル信号を発生する非線形処理手段と、

上記非線形処理手段から出力される高調波成分のデジタル信号のうち少なくとも上記第2の帯域以上の周波数成分を高域通過ろ波して、ろ波後の信号を拡張信号として出力する第1の高域通過フィルタとを備える。

また、上記装置において、上記拡張信号発生手段は、好ましくは、

振幅レベルに対して所定の確率分布を有するディザ信号を発生するディザ信号発生手段と、

上記ディザ信号発生手段から出力されるディザ信号のうち少なくとも上記第2の帯域以上の周波数成分を高域通過ろ波して、ろ波後の信号を拡張信号として出力する第2の高域通過フィルタとを備える。

さらに、上記装置において、上記拡張信号発生手段は、好ましくは、

非線形の入出力特性を有し、上記ろ波手段から出力されるデジタルオーディオ信号に対して非線形処理を実行して上記デジタルオーディオ信号を歪ませることにより、上記デジタルオーディオ信号の高調波成分のデジタル信号を発生する非線形処理手段と、

上記非線形処理手段から出力される高調波成分のデジタル信号のうち少なくとも上記第2の帯域以上の周波数成分を高域通過ろ波して、ろ波後の信号を出力する第1の高域通過フィルタと、

振幅レベルに対して所定の確率分布を有するディザ信号を発生するディザ信号発生手段と、

上記ディザ信号発生手段から出力されるディザ信号のうち少なくとも上記第2の帯域以上の周波数成分を高域通過ろ波して、ろ波後の信号を出力する第2の高域通過フィルタと、

上記第1の高域通過フィルタから出力される信号と、上記第2の高域通過フ

フィルタから出力される信号とを加算して、加算結果の信号を拡張信号として出力する第2の加算手段とを備える。

また、上記装置において、好ましくは、所定の $1/f$ 特性と $1/f^2$ 特性とのうちの1つのフィルタ特性を有し、上記拡張信号を低域通過ろ波して上記レベル制御手段に出力する低域通過フィルタをさらに備える。

さらに、上記装置において、上記ディザ信号発生手段は、好ましくは、それぞれ互いに独立な擬似雑音系列ノイズ信号を発生する複数のノイズ信号発生回路と、

上記各ノイズ発生回路によって発生される複数の擬似雑音系列ノイズ信号を加算することにより、振幅レベルに対して、ガウス分布と釣り鐘型分布のうちの1つの分布の確率密度を有する加算結果のディザ信号を発生して拡張信号として出力する第3の加算手段とを備える。

またさらに、上記装置において、好ましくは、上記ろ波手段から出力されるデジタルオーディオ信号のうちの所定の複数の帯域のスペクトル強度を演算して、演算された複数の帯域のスペクトル強度に基づいて上記デジタルオーディオ信号が単一のスペクトルであるか否かを判断する第2のスペクトル解析手段と、

上記第2のスペクトル解析手段により上記デジタルオーディオ信号が単一のスペクトルではないと判断されたときは、上記拡張信号を上記第1の加算手段に出力する一方、上記デジタルオーディオ信号が単一のスペクトルであると判断されたときは、上記拡張信号を上記第1の加算手段に出力しないように切り換える切り換え手段とをさらに備える。

従って、本発明によれば、上記ろ波手段と、上記第1の加算手段と、上記第1のスペクトル解析手段と、上記レベル制御手段と、上記拡張信号発生手段とを備えたオーディオ信号帯域拡張装置をデジタル信号処理回路で構成したので、装置性能のばらつきがほとんど発生せず、かつ従来技術に比較して製造コストが安価である、オーディオ信号の帯域を拡張するための方法及び装置を提供することができる。

また、上記第1のスペクトル解析手段からの入力されたデジタルオーディオ信号の高域のスペクトル強度に応じて拡張信号の加算レベルを調整し、さらに $1/f$ 特性又は $1/f^2$ 特性の低域通過フィルタを通過させた拡張信号を用いたので、楽音信号に近い自然の音色を有する拡張信号を加算することができ、
5 音質上の違和感や劣化が無い。

さらに、上記第2のスペクトル解析手段及び切り換え手段を備えたので、正弦波信号が入力されても、信号特性の測定において信号劣化の測定結果が発生しないオーディオ帯域拡張方法及び装置を提供することができる。

図面の簡単な説明

10 図1は、本発明に係る第1の好ましい実施形態であるオーディオ信号帯域拡張装置の構成を示すブロック図である。

図2は、図1のオーバーサンプリング型低域通過フィルタ1の内部構成を示すブロック図である。

15 図3は、図2のオーバーサンプリング回路32の動作を示す信号波形図である。

図4は、図1のスペクトル解析回路3の内部構成を示すブロック図である。

図5は、図1の非線形処理回路21の内部構成を示すブロック図である。

図6は、図1のディザ信号発生回路23の内部構成を示すブロック図である。

20 図7は、図6のPN系列ノイズ信号発生回路60-n ($n=1, 2, \dots, N$) の内部構成を示すブロック図である。

図8は、図7のPN系列ノイズ信号発生回路60-n ($n=1, 2, \dots, N$) の一例によって発生されるホワイトノイズ信号の振幅レベルに対する確率密度の関数を示すグラフである。

25 図9は、図7のPN系列ノイズ信号発生回路60-n ($n=1, 2, \dots, N$) の他の一例によって発生されるベル分布型ノイズ信号の振幅レベルに対する確率密度の関数を示すグラフである。

図10は、図7のPN系列ノイズ信号発生回路60-n ($n=1, 2, \dots,$

N) の別の一例によって発生されるガウス分布型ノイズ信号の振幅レベルに対する確率密度の関数を示すグラフである。

図 1 1 は、図 1 の $1/f$ 特性フィルタ 2 6 の周波数特性を示すスペクトル図である。

5 図 1 2 は、図 1 の $1/f$ 特性フィルタ 2 6 に取って代わる $1/f^2$ 特性フィルタの周波数特性を示すスペクトル図である。

図 1 3 は、本発明に係る第 2 の好ましい実施形態であるオーディオ信号帯域拡張装置の構成を示すブロック図である。

10 図 1 4 は、図 1 3 のスペクトル解析回路 6 の内部構成を示すブロック図である。

図 1 5 は、図 1 3 のオーディオ信号帯域拡張装置に入力される入力デジタル信号のスペクトル強度を示すスペクトル図である。

図 1 6 は、図 1 3 のオーディオ信号帯域拡張装置によって帯域拡張された後のデジタル信号のスペクトル強度を示すスペクトル図である。

15 図 1 7 は、従来技術に係るオーディオ信号帯域拡張装置の構成を示すブロック図である。

発明を実施するための最良の形態

第 1 の好ましい実施形態

20 図 1 は、本発明に係る第 1 の好ましい実施形態であるオーディオ信号帯域拡張装置の構成を示すブロック図である。この第 1 の好ましい実施形態であるオーディオ信号帯域拡張装置は、入力端子 T 1 と出力端子 T 2 との間に挿入されるデジタル信号処理回路であって、オーバーサンプリング型低域通過フィルタ 1 と、加算器 2 と、スペクトル解析回路 3 と、乗算器 1 1 で構成されるレベル制御回路 4 と、拡張信号発生回路 5 とを備えて構成される。また、拡張信号発生回路 5 は、
25 非線形処理回路 2 1 と、高域通過フィルタ 2 2 と、ディザ信号発生回路 2 3 と、高域通過フィルタ 2 4 と、加算器 2 5 と、 $1/f$ 特性フィルタ 2 6 とを備えて構成される。

図 1 において、デジタルオーディオ信号が入力端子 T 1 を介してオーバーサンプリング型低域通過フィルタ 1 に入力される。このデジタルオーディオ信号

は、例えばコンパクトディスク（CD）から再生された信号であり、このとき、当該信号は、サンプリング周波数 $f_s = 44.1 \text{ kHz}$ と、語長 = 16 ビットとを有する信号である。オーバーサンプリング型低域通過フィルタ 1 は、図 2 に示すように、オーバーサンプリング回路 3 1 と、デジタル低域通過フィルタ 3 2 とを備えて構成され、入力端子 T 1 を介して入力されたデジタルオーディオ信号のサンプリング周波数 f_s を p 倍（ p は、2 以上の正の整数である。）し、かつ周波数 $f_s/2$ から周波数 $p f_s/2$ までの不要な帯域の信号を 60 dB 以上減衰させるデジタルフィルタ回路である。

例えば、 $p = 2$ であるとき、サンプリング周波数 f_s （サンプリング周期 $T_s = 1/f_s$ ）を有するデジタルオーディオ信号は、オーバーサンプリング回路 3 1 に入力され、オーバーサンプリング回路 3 1 は、入力されたデジタルオーディオ信号のデータ D 1 に対して、図 3 に示すように、各隣接する 2 つのデータ D 1 の中間位置（時間軸に対して）にサンプリング周期 T_s でゼロデータ D 2 を挿入して補間することによりオーバーサンプリング処理を実行して、サンプリング周波数 $2 f_s$ （サンプリング周期 $T_s/2$ ）を有するデジタルオーディオ信号に変換した後、デジタル低域通過フィルタ 3 2 に出力する。デジタル低域通過フィルタ 3 2 は、

- (a) 周波数 $0 \sim 0.45 f_s$ の通過帯域と、
 - (b) 周波数 $0.54 f_s \sim f_s$ の阻止帯域と、
 - (c) 周波数 f_s 以上で 60 dB 以上の減衰量とを
- 有して、入力デジタルオーディオ信号を低域通過ろ波することにより、上記オーバーサンプリング処理により発生される折り返し雑音を除去するように帯域制限して、実質的に入力デジタルオーディオ信号の持つ有効な帯域（周波数 $0 \sim 0.45 f_s$ ）のみを通過させた後、スペクトル解析回路 3 及び拡張信号発生回路 5 の非線形処理回路 2 1 に出力する。

次いで、非線形処理回路 2 1 は、非線形の入出力特性を有し、入力されるデジタルオーディオ信号に対して非線形処理を実行することによりデジタルオーディオ信号を歪ませて高調波成分を発生させ、高調波成分を有するデジタルオーディオ信号をデジタル高域通過フィルタ 2 2 に出力する。非線形処

理回路 2 1 は、例えばその一例として、図 5 に示すように、絶対値演算回路 5 1 と、D C オフセット除去回路 5 2 とを備えて構成され、ここで、D C オフセット除去回路 5 2 は、減算器 5 3 と、平均化回路 5 4 と、 $1/2$ 乗算器 5 5 とを備えて構成される。

- 5 絶対値演算回路 5 1 は、入力されたデジタルオーディオ信号に対して、例えば全波整流処理などの非線形処理を実行した後、非線形処理後のデジタルオーディオ信号を D C オフセット除去回路 5 2 の減算器 5 3 及び平均化回路 5 4 に出力する。絶対値演算回路 5 1 は、正の振幅を有する信号をそのまま出力する一方、負の振幅を有する信号を負の振幅と同一の絶対値を有する正の振幅
10 に変換して出力する。そのため、負の振幅を有する信号はゼロレベルを境にして正側に折り返されるところで高調波成分が発生する。次いで、平均化回路 5 4 は、サンプリング周波数 f_s に比較して非常に低い、例えば $0.0001 f_s$ 程度の遮断周波数を有する低域通過フィルタを備えて構成され、所定の時間期間（例えば、サンプリング周期 T_s に比較して十分に長い時間期間）に対して、
15 入力されるデジタルオーディオ信号の振幅の時間平均値を演算し、当該時間平均値を有するデジタル信号を $1/2$ 乗算器 5 5 に出力する。そして、 $1/2$ 乗算器 5 5 は、入力されるデジタル信号に対して $1/2$ を乗算して、乗算結果の値を有するデジタル信号を、D C オフセット量を示すデジタル信号として減算器 5 3 に出力する。さらに、減算器 5 3 は、絶対値演算回路 5
20 1 から出力されるデジタルオーディオ信号から、 $1/2$ 乗算器 5 5 から出力されるデジタル信号を減算することにより、D C オフセットを除去している。

- ここで、入力端子 T 1 を介して入力されるデジタル信号はゼロレベルを基準とした信号であり、図 1 内の各回路からの出力デジタル信号及び出力端子
25 T 2 からのデジタル信号もゼロレベルを基準とする必要があるが、非線形処理回路 2 1 への入力デジタル信号はゼロレベルを基準とした信号であつても、非線形処理を行うための絶対値演算回路 5 1 によって正のレベルに変換されるため、D C オフセットが発生する。そこで、絶対値演算回路 5 1 からの出

カデジタル信号に対して、平均化回路 5 4 で平均値を演算し、その平均値の 2 分の 1 を絶対値演算回路 5 1 からの出力デジタル信号から減算することで D C オフセットを除去している。

5 そして、入力されたデジタルオーディオ信号のレベルを基準として非線形処理回路 2 1 で生成された高調波成分を含むデジタル信号は、図 1 に示すように、デジタル高域通過フィルタ 2 2 に入力され、デジタル高域通過フィルタ 2 2 は、入力されるデジタル信号から概ね周波数 $f_s/2$ 以上の高周波成分のみを高域通過ろ波して加算器 2 5 に出力する。

10 また、図 1 のディザ信号発生回路 2 3 は周波数 $0 \sim p f_s/2$ の帯域を有し、時間軸に対してランダムな振幅レベルを有するデジタルオーディオ信号を発生し、すなわち、入力端子 T 1 を介して入力されたデジタルオーディオ信号とは無相関に発生させたディザ信号を発生して、デジタル高域通過フィルタ 2 4 に出力する。次いで、デジタル高域通過フィルタ 2 4 は、入力されるディザ信号から概ね周波数 $f_s/2$ 以上の高周波成分のみを高域通過ろ波して加算器 2 5 に出力する。

15 ディザ信号発生回路 2 3 は、具体的には、例えば図 6 に示すように構成される。図 6 において、ディザ信号発生回路 2 3 は、複数 N 個の擬似雑音系列ノイズ信号発生回路（以下、PN 系列ノイズ信号発生回路という。） $60-n$ ($n = 1, 2, \dots, N$) と、加算器 6 1 と、D C オフセット除去用定数信号発生器 6 3 と、減算器 6 4 とを備えて構成される。ここで、各 PN 系列ノイズ信号発生回路 $60-n$ は、互いに独立な初期値を有して、例えば、M 系列ノイズ信号である一様ランダムな振幅レベルを有する擬似ノイズ信号を発生して加算器 6 1 に出力する。次いで、加算器 6 1 は複数の PN 系列ノイズ信号発生回路 $60-1$ 乃至 $60-N$ から出力される複数 N 個の擬似ノイズ信号を加算して、加算結果の擬似ノイズ信号を減算器 6 4 に出力する。一方、D C オフセット除去用定数信号発生器 6 3 は、複数 N 個の PN 系列ノイズ信号発生回路 $60-1$ 乃至 $60-N$ からの擬似ノイズ信号の時間平均値の和である D C オフセット除去用定数信号を発生して減算器 6 4 に出力する。そして、減算器 6 4 は、擬似ノイ

ズ信号の和からDCオフセット除去用定数信号を減算することにより、DCオフセットの無いディザ信号を発生して出力する。

ここで、各PN系列ノイズ信号発生回路60-n ($n=1, 2, \dots, N$) は、図7に示すように、32ビットカウンタ71と、排他的論理和ゲート72
5 と、クロック信号発生器73と、初期値データ発生器74とを備えて構成される。32ビットカウンタ71には、初期値データ発生器74から各PN系列ノイズ信号発生回路60-n毎に互いに異なる初期値が設定された後、クロック信号発生器73により発生されるクロック信号に基づいて、32ビットカウンタ71は1ずつインクリメントするように計数する。32ビットカウンタ71の32ビットのデータ(0~31ビット目のデータを含む。)のうち、最上位ビット(MSB; 31ビット目)の1ビットデータと、その3ビット目の1ビットデータとは、排他的論理和ゲート72の入力端子に入力され、クロック信号発生器73からのクロック信号に基づいて、排他的論理和ゲート72は排他的論理和の演算結果の1ビットデータを32ビットカウンタ71の最下位
10 ビット(LSB)にセットする。そして、32ビットカウンタ71の下位8ビットのデータはPN系列ノイズ信号として出力される。このようにPN系列ノイズ信号発生回路60-nを構成することにより、各PN系列ノイズ信号発生回路60-nから出力されるPN系列ノイズ信号は互いに独立した8ビットのPN系列ノイズ信号となる。

20 図7の例では、各PN系列ノイズ信号発生回路60-nで互いに独立した8ビットのPN系列ノイズ信号を発生するために、上述のように構成しているが、本発明はこれに限らず、以下のように構成してもよい。

(1) 32ビットカウンタ71から取り出すPN系列ノイズ信号の8ビットのビット位置を互いに異ならせる。すなわち、PN系列ノイズ信号発生回路60-1では最下位8ビットから8ビットのPN系列ノイズ信号を取り出し、PN
25 系列ノイズ信号発生回路60-2では最下位8ビットより直上の8ビットからPN系列ノイズ信号を取り出し、以下同様にしてPN系列ノイズ信号を取り出す。

(2) として代わって、排他的論理和ゲート 7 2 に入力する 1 ビットデータを取り出す 3 2 ビットカウンタ 7 1 のビット位置を各 P N 系列ノイズ信号発生回路 6 0 - n で互いに異ならせる。

5 (3) もしくは、図 7 の例と、上記 (1) の変形例と、上記 (2) の変形例とのうち少なくとも 2 つを組み合わせる。

そして、互いに独立な複数個の P N 系列ノイズを加算することにより、図 8、図 9 及び図 1 0 に示すように、振幅レベルに対して確率密度を有する P N 系列ノイズ信号を発生することができる。例えば、 $n = 1$ であるときは、概ね、図 8 に示すように、振幅レベルに対して一様分布の確率密度を有するホワイトノイズ信号を発生することができる。また、 $n = 1 2$ であるとき、中心極限定理を用いれば、ガウス分布は分散が $1 / 1 2$ であるため 1 2 個の一様乱数を発生する P N 系列ノイズ信号発生回路 6 0 - n からの各 P N 系列ノイズ信号を加算することにより、図 1 0 に示すように、概ね、振幅レベルに対してガウス分布の確率密度を有するガウス分布型ノイズ信号を発生することができる。

10 さらに、 $n = 3$ であるとき、図 9 に示すように、ガウス分布に近く、ガウス分布から若干大きい分散を有し、振幅レベルに対してベル型分布又は釣り鐘型分布の確率密度を有するベル分布型 (釣り鐘型) ノイズ信号を発生することができる。以上説明したように、図 6 及び図 7 の回路を構成し、例えば、図 9 又は図 1 0 のノイズ信号を発生することにより、小規模の回路で、自然音や楽音信号に近いディザ信号を発生することができる。

15 20

図 1 に戻り参照すれば、拡張信号発生回路 5 の加算器 2 5 は、高域通過フィルタ 2 2 からの帯域制限された高調波成分のデジタル信号と、高域通過フィルタ 2 4 からの帯域制限されたディザ信号とを加算して、加算結果のデジタル信号を $1 / f$ 特性フィルタ 2 6 を介してレベル制御回路 4 の乗算器 1 1 に出力する。ここで、 $1 / f$ 特性フィルタ 2 6 は、図 1 1 に示すように、周波数 0 から $f_s / 2$ までの帯域 B 1 よりも高い、周波数 $f_s / 2$ から $p \cdot f_s / 2$ までの帯域 B 2 において -6 dB/oct の傾斜を有する減衰特性を備えた、いわゆる $1 / f$ 特性の低域通過フィルタである。ここで、 p はオーバーサンプリ

25

ング率で、例えば2以上概ね8までの整数である。

5 なお、 $1/f$ 特性フィルタ26の挿入位置は、図1の実施形態に限らず、 $1/f$ 特性フィルタ26を、高域通過フィルタ22と加算器25との間に挿入するとともに、高域通過フィルタ24と加算器25との間に挿入してもよい。また、 $1/f$ 特性フィルタ26を、高域通過フィルタ22と加算器25との間のみに挿入してもよいし、高域通過フィルタ24と加算器25との間のみに挿入してもよい。さらに、 $1/f$ 特性フィルタ26に代えて、図12の減衰特性を有する $1/f^2$ 特性フィルタを備えてもよい。ここで、 $1/f^2$ 特性フィルタ26は、図12に示すように、周波数0から $f_s/2$ までの帯域B1よりも高い、周波数 $f_s/2$ から $p \cdot f_s/2$ までの帯域B2において -12 dB/oct の傾斜を有する減衰特性を備えた、いわゆる $1/f^2$ 特性の低域通過フィルタである。

15 一方、スペクトル解析回路3は、オーバーサンプリング型低域通過フィルタ1から出力されるデジタルオーディオ信号のうちの所定の帯域のスペクトル強度を演算して、演算されたスペクトル強度を示す信号をレベル制御回路4の乗算器11に出力する。スペクトル解析回路3は、例えば、図4に示すように、FFT回路41と、データ選択回路42と、重み付け加算回路43とを備えて構成される。ここで、FFT回路41は、FFT演算法を用いて、入力されるデジタルオーディオ信号に対して、高速フーリエ変換処理を実行することにより、例えば周波数分解能数が1024であれば2048Ts毎のデータに基づいて、周波数 $f_s/1024$ 毎の合計1024個のスペクトル強度を演算してデータ選択回路42に出力する。次いで、データ選択回路42は、入力される周波数 $f_s/1024$ 毎のスペクトル強度に基づいて、例えば周波数 $f_s/4 \sim f_s/2$ の帯域に該当するスペクトル強度のデータを選択的に抽出して重み付け加算回路43に出力する。さらに、重み付け加算回路43は、抽出されたスペクトル強度のデータに対して、各データに対して所定の重み付け係数を用いて加算することにより、入力されるデジタルオーディオ信号の周波数 $f_s/4 \sim f_s/2$ の帯域のスペクトル強度を演算して、演算結果のスペク

トル強度を示す信号をレベル制御回路 4 の乗算器 1 1 に出力する。

そして、レベル制御回路 4 は、スペクトル解析回路 3 からのスペクトル強度を示す信号に基づいて、 $1/f$ 特性フィルタ 2 6 からの帯域制限された高調波成分の信号とディザ信号の加算信号である拡張信号の信号レベルを制御する。

5 ここで、レベル制御回路 4 は、図 1 に示すように乗算器 1 1 により構成され、拡張信号発生回路 5 からの拡張信号をスペクトル強度を示す信号で乗算し、乗算結果の信号を加算器 2 に出力する。すなわち、レベル制御回路 4 は、入力されたデジタルオーディオ信号の周波数 $f_s/4 \sim f_s/2$ におけるスペクトル強度が大きい場合、 $1/f$ 特性フィルタ 2 6 からの信号レベルを大きくする
10 一方、入力されたデジタルオーディオ信号の周波数 $f_s/4 \sim f_s/2$ におけるスペクトル強度が小さい場合は $1/f$ 特性フィルタ 2 6 からの信号レベルを小さくするように動作する。

さらに、加算器 2 は、オーバーサンプリング型低域通過フィルタ 1 からのデジタルオーディオ信号と、レベル制御回路 4 からの高調波成分のデジタル
15 信号及びディザ信号の加算信号とを加算して出力端子 T 2 を介して出力する。

以上説明したように、本発明に係る第 1 の好ましい実施形態によれば、入力されたデジタルオーディオ信号が有する帯域以上で楽音信号と同様のスペクトル構造を有する（すなわち、ディザ信号の発生頻度を略ガウス分布やベル分布にすることで自然音と略相似の発生メカニズムを有する）高調波成分やディ
20 ザ信号を発生させ、入力されたデジタルオーディオ信号の高域スペクトル強度に応じてこの発生させた高調波成分のデジタル信号及びディザ信号を入力されたデジタルオーディオ信号に加算することにより、従来技術に比較して容易にオーディオ帯域が拡張されたデジタルオーディオ信号を発生することができる。

25 また、本実施形態のオーディオ信号帯域拡張装置における信号処理はすべてデジタル信号処理であるため、回路を構成する部品のばらつきや温度特性により性能ばらつきが発生しない。また、オーディオ信号が回路を通過する毎に音質劣化が発生することもない。さらに、構成しているフィルタの精度追求を

行ってもアナログ回路構成と比較して、回路規模が大きくなることもなく、製造コストの増加につながらない。

5 なお、本実施形態では、入力されたデジタルオーディオ信号の帯域を制限せずに非線形処理回路 2 1 にて高調波成分の信号を発生させたが、予め高域通過フィルタ 2 2 と同様の高域通過フィルタにより帯域制限をした信号を非線形処理回路 2 1 に入力して高調波成分の信号を発生させてもよい。

10 また、非線形処理回路 2 1 を構成するために、全波整流回路である図 5 の絶対値演算回路 5 1 を用いたが、本発明はこれに限らず、絶対値演算回路 5 1 に代えて、入力されたデジタルオーディオ信号の正の部分のみを出力し、入力されたデジタルオーディオ信号の負の部分をゼロレベルとして出力する半波整流回路を用いてもよい。

第 2 の好ましい実施形態

15 図 1 3 は、本発明に係る第 2 の好ましい実施形態であるオーディオ信号帯域拡張装置の構成を示すブロック図である。図 1 3 において、図 1 において同様のものについては同一の符号を付して、その詳細な説明を省略する。この第 2 の好ましい実施形態に係るオーディオ信号帯域拡張装置は、図 1 のオーディオ信号帯域拡張装置と比較して以下の点が異なる。

- 20 (1) レベル制御回路 4 に代えて、平滑化回路 1 2 と乗算器 1 1 とを備えたレベル制御回路 4 a を備える。
- 20 (2) スペクトル解析回路 6 及びスイッチ 7 とをさらに備える。

以下、上記の相違点について詳細に説明する。

25 図 1 3 において、スペクトル解析回路 3 から出力される、周波数 $f_s/4 \sim f_s/2$ の所定の帯域のスペクトル強度を示す信号に対して、包絡線検波処理、時間積分処理、又は低域通過フィルタ処理を実行した後、当該処理後の信号を拡張信号発生回路 5 から出力される拡張信号に乗算することにより、レベル制御回路 4 a におけるレベル制御を時間的に緩慢にする。

図 1 4 は、図 1 3 のスペクトル解析回路 6 の内部構成を示すブロック図である。スペクトル解析回路 6 は、図 1 4 に示すように、高域通過フィルタ 8 1

と、絶対値演算回路 8 2 と、低域通過フィルタ 8 3 と、減算器 8 4 と、低域通過フィルタ 8 5 と、絶対値演算回路 8 6 と、低域通過フィルタ 8 7 と、判定回路 8 8 とを備えて構成される。

図 1 4 において、図 1 3 のオーバーサンプリング型低域通過フィルタ 1 から
5 の低域通過ろ波されたデジタルオーディオ信号は、高域通過フィルタ 8 1 及び減算器 8 4 に入力される。高域通過フィルタ 8 1 は、低域通過ろ波されたデジタルオーディオ信号から、周波数 $f_s/4 \sim f_s/2$ の帯域成分のみを通過させるように高域通過ろ波した後、高域通過ろ波後の信号を絶対値演算回路
8 2 及び時間積分を行なう低域通過フィルタ 8 3 に通過させることにより入力
10 されたデジタルオーディオ信号の周波数 $f_s/4 \sim f_s/2$ の帯域におけるスペクトル強度 y_{ah} を演算して、スペクトル強度 y_{ah} を示す信号を判定回路 8 8 に出力する。

一方、減算器 8 4 は、オーバーサンプリング型低域通過フィルタ 1 からの入力されたデジタルオーディオ信号から、高域通過フィルタ 8 1 からの高域通過
15 ろ波後の信号を減算した後、減算結果の信号を低域通過フィルタ 8 5 に通過させることにより、周波数 $0 \sim f_s/4$ の帯域の成分を抽出する。上記抽出した周波数 $0 \sim f_s/4$ の帯域の成分を絶対値演算回路 8 6 及び時間積分を行なう低域通過フィルタ 8 7 に通過させることにより、入力されたデジタルオーディオ信号の周波数 $0 \sim f_s/4$ の帯域におけるスペクトル強度 y_{al} を演算
20 し、スペクトル強度 y_{al} を示す信号を判定回路 8 8 に出力する。

そして、判定回路 1 4 0 8 は、入力されたデジタルオーディオ信号の周波数 $0 \sim f_s/4$ におけるスペクトル強度 y_{al} と、周波数 $f_s/4 \sim f_s/2$ におけるスペクトル強度 y_{ah} を比較して、以下のようにスイッチ 7 の切り換えを制御する。

- 25 (a) スペクトル強度 y_{al} が所定のしきい値レベル以上でかつスペクトル強度 y_{ah} が上記しきい値レベル未満であるとき、もしくは、
(b) スペクトル強度 y_{al} が所定のしきい値レベル未満でかつスペクトル強度 y_{ah} が所定のしきい値レベル以上であるとき、

スイッチ 7 を接点 b 側に切り換えて、レベル制御回路 4 a からの拡張信号を加算器 2 に出力せず、ゼロレベルの信号を加算器 2 に出力する。一方、上記

(a) 及び (b) 以外のときは、スイッチ 7 を接点 a 側に切り換えて、レベル制御回路 4 a からの拡張信号を加算器 2 に出力する。

- 5 すなわち、入力されたデジタルオーディオ信号が、周波数 $0 \sim f_s/4$ の帯域、並びに、周波数 $f_s/4 \sim f_s/2$ の帯域の 2 つの帯域においてそれぞれ、所定のしきい値以上のスペクトル強度を有するとき、スイッチ 7 を接点 a 側に切り換えて入力されたデジタルオーディオ信号の帯域を拡張する。一方、スペクトル強度 y_{a1} が所定のしきい値レベル以上でかつスペクトル強度 y_{ah} が所定のしきい値レベル未満であれば、周波数 $f_s/4 \sim f_s/2$ の帯域成分が実質的に存在しないため、帯域拡張する必要がないため、スイッチ 7 を接点 b 側に切り換える。また、スペクトル強度 y_{a1} が所定のしきい値レベル未満でかつスペクトル強度 y_{ah} が所定のしきい値レベル以上の場合は、基本波成分がなく高調波成分のみであり、すなわち楽音ではなく高域の単一スペクトル又は意図的に発生された非楽音であると判断して、スイッチ 7 を接点 b 側に切り換える。これにより、単一スペクトル又は非楽音信号を検出したとき、図 15 に示すように、帯域の拡張をしないようにスイッチ 7 を制御している。すなわち、本実施形態のオーディオ信号帯域拡張装置から出力されるデジタル信号のスペクトルは、入力されたデジタル信号の帯域 B 1 内の最高帯域のスペクトル 100 で遮断されている。
- 10
15
20

- 本実施形態においては、平滑化回路 12 を備えたので、スイッチ 7 を接点 a 側に切り換えたときに、図 16 に示すように、入力されたデジタルオーディオ信号に対して、拡張信号発生回路 5 からの拡張信号を、スペクトル特性上で滑らかにつながるように加算している。すなわち、本実施形態のオーディオ信号帯域拡張装置から出力されるデジタル信号のスペクトルは、入力されたデジタル信号の帯域 B 1 内の最高帯域のスペクトル 100 において帯域 B 2 内の最低帯域のスペクトル 101 と連結された後、帯域 B 2 のスペクトルの傾斜を帯域 B 1 内のスペクトルの傾斜と同じくして連続させている。
- 25

以上説明したように、本発明に係る第2の好ましい実施形態によれば、第1の好ましい実施形態における作用効果と同様の作用効果を有するとともに、平滑化回路12を備えたので、拡張信号発生回路5により発生された拡張信号を、入力されたデジタルオーディオ信号の高域のスペクトル強度に応じて、
5 スペクトル特性上で入力されたデジタルオーディオ信号と滑らかにつながるように加算することができる。

また、スペクトル解析回路6及びスイッチ7を備えたので、単一のスペクトルを有する正弦波や、非楽音信号が入力された場合、スイッチ7を接点b側に切り換えて拡張信号を加算しないように制御することができ、すなわち、オーディオ帯域の拡張機能を停止させることができるので、信号特性の測定において、信号特性が著しく劣化した測定結果となることを防止できる。
10

変形例された好ましい実施形態

以上の好ましい実施形態においては、拡張信号発生回路5において、非線形処理回路21及び高域通過フィルタ22により発生される高調波成分の信号と、ディザ信号発生回路23及び高域通過フィルタ24により発生されるディザ信号とを発生して加算器25により加算して拡張信号としているが、本発明はこれに限らず、拡張信号は、上記高調波成分の信号と、上記ディザ信号とのうちの少なくとも一方を含むようにしてもよい。
15

以上の好ましい実施形態においては、スペクトル解析回路6において2つの帯域のスペクトル強度を演算して、入力されたデジタルオーディオ信号が単一のスペクトル又は非楽音信号であるか否かを判断しているが、本発明はこれに限らず、スペクトル解析回路6において複数の帯域のスペクトル強度を演算して、入力されたデジタルオーディオ信号が単一のスペクトル又は非楽音信号であるか否かを判断してもよい。
20

以上の好ましい実施形態においては、 $1/f$ 特性フィルタ26を備えているが、本発明はこれに限らず、備えてなくてもよい。
25

以上の好ましい実施形態においては、オーディオ信号帯域拡張装置を、ハードウェアのデジタル信号処理回路で構成しているが、本発明はこれに限ら

ず、例えば、図1又は図13の構成を信号処理プログラムで実現して、当該信号処理プログラムをDSP（ディジタル・シグナル・プロセッサ）により実行してもよい。

産業上の利用の可能性

- 5 以上詳述したように、本発明に係る実施形態によれば、オーバーサンプリング型低域通過フィルタ1と、加算器2と、スペクトル解析回路3と、レベル制御回路4と、拡張信号発生回路5とを備えたオーディオ信号帯域拡張装置をディジタル信号処理回路で構成したので、装置性能のばらつきがほとんど発生せず、かつ従来技術に比較して製造コストが安価である、オーディオ信号の帯域
- 10 を拡張するための方法及び装置を提供することができる。

 また、スペクトル解析回路3からの入力されたディジタルオーディオ信号の高域のスペクトル強度に応じて拡張信号の加算レベルを調整し、さらに $1/f$ 特性フィルタ26を通過させた拡張信号を用いたので、楽音信号に近い自然の音色を有する拡張信号を加算することができ、音質上の違和感や劣化が無い。

- 15 さらに、スペクトル解析回路6及びスイッチ7を備えたので、正弦波信号が入力されても、信号特性の測定において信号劣化の測定結果が発生しないオーディオ帯域拡張方法及び装置を提供することができる。

請 求 の 範 囲

1. 所定の最高周波数を有する第1の帯域のデジタルオーディオ信号に対して、上記最高周波数の2倍以上のサンプリング周波数でオーバーサンプリング処理を実行した後、上記オーバーサンプリング処理により発生された折り返し雑音を除去するための低域通過ろ波処理を実行して、処理後のデジタルオーディオ信号を出力するステップと、

上記処理後のデジタルオーディオ信号のうちの所定の帯域のスペクトル強度を演算して、演算されたスペクトル強度を示す信号を出力するステップと、

上記第1の帯域よりも高い第2の帯域の周波数成分を有する拡張信号を発生するステップと、

上記演算されたスペクトル強度を示す信号に応じて、上記拡張信号のレベルを制御するステップと、

上記レベルが制御された拡張信号を、上記処理後のデジタルオーディオ信号に加算して、加算結果のデジタルオーディオ信号を出力するステップとを含むことを特徴とするオーディオ信号の帯域を拡張するための方法。

2. 上記拡張信号を発生するステップは、

非線形の入出力特性を有し、上記処理後のデジタルオーディオ信号に対して非線形処理を実行して上記デジタルオーディオ信号を歪ませることにより、上記デジタルオーディオ信号の高調波成分のデジタル信号を発生するステップと、

上記高調波成分のデジタル信号のうち少なくとも上記第2の帯域以上の周波数成分を高域通過ろ波して、ろ波後の信号を拡張信号として出力するステップとを含むことを特徴とする請求項1記載の方法。

3. 上記拡張信号を発生するステップは、

振幅レベルに対して所定の確率分布を有するディザ信号を発生するステップと、

上記ディザ信号のうち少なくとも上記第2の帯域以上の周波数成分を高域通過ろ波して、ろ波後の信号を拡張信号として出力するステップとを含むことを

特徴とする請求項 1 記載の方法。

4. 上記拡張信号を発生するステップは、

非線形の入出力特性を有し、上記処理後のデジタルオーディオ信号に対して非線形処理を実行して上記デジタルオーディオ信号を歪ませることにより、上記デジタルオーディオ信号の高調波成分のデジタル信号を発生する
5 ステップと

上記高調波成分のデジタル信号のうち少なくとも上記第 2 の帯域以上の周波数成分を高域通過ろ波して、ろ波後の信号を出力するステップと、

10 振幅レベルに対して所定の確率分布を有するディザ信号を発生するステップと、

上記ディザ信号のうち少なくとも上記第 2 の帯域以上の周波数成分を高域通過ろ波して、ろ波後の信号を出力するステップと、

上記高域通過ろ波された 2 つの信号を加算して、加算結果の信号を拡張信号として出力するステップとを含むことを特徴とする請求項 1 記載の方法。

15 5. 上記レベルを制御するステップの前に、所定の $1/f$ 特性と $1/f^2$ 特性とうちの 1 つのフィルタ特性を有し、上記拡張信号を低域通過ろ波するステップをさらに含むことを特徴とする請求項 1 乃至 4 のうちの 1 つに記載の方法。

6. 上記ディザ信号を発生するステップは、

20 それぞれ互いに独立な擬似雑音系列ノイズ信号を発生する複数のステップと、

上記複数の擬似雑音系列ノイズ信号を加算することにより、振幅レベルに対して、ガウス分布と釣り鐘型分布のうちの 1 つの分布の確率密度を有する加算結果のディザ信号を発生して拡張信号として出力するステップとを含むことを特徴とする請求項 3 乃至 5 のうちの 1 つに記載の方法。

25 7. 上記処理後のデジタルオーディオ信号のうちの所定の複数の帯域のスペクトル強度を演算して、演算された複数の帯域のスペクトル強度に基づいて上記デジタルオーディオ信号が単一のスペクトルであるか否かを判断するステップと、

上記デジタルオーディオ信号が単一のスペクトルではないと判断されたときは、上記拡張信号を出力する一方、上記デジタルオーディオ信号が単一のスペクトルであると判断されたときは、上記拡張信号を出力しないように切り換えるステップとをさらに含むことを特徴とする請求項 1 乃至 6 記載の方法。

- 5 8. 所定の最高周波数を有する第 1 の帯域のデジタルオーディオ信号に対して、上記最高周波数の 2 倍以上のサンプリング周波数でオーバーサンプリング処理を実行した後、上記オーバーサンプリング処理により発生された折り返し雑音を除去するための低域通過ろ波処理を実行して、処理後のデジタルオーディオ信号を出力するろ波手段と、

- 10 上記ろ波手段から出力される処理後のデジタルオーディオ信号のうちの所定の帯域のスペクトル強度を演算して、演算されたスペクトル強度を示す信号を出力する第 1 のスペクトル解析手段と、

 上記第 1 の帯域よりも高い第 2 の帯域の周波数成分を有する拡張信号を発生する拡張信号発生手段と、

- 15 上記第 1 のスペクトル解析手段から出力される演算されたスペクトル強度を示す信号に応じて、上記拡張信号のレベルを制御するレベル制御手段と、

 上記レベル制御手段によりレベルが制御された拡張信号を、上記ろ波手段から出力されるデジタルオーディオ信号に加算して、加算結果のデジタルオーディオ信号を出力する第 1 の加算手段とを備えたことを特徴とするオーディオ信号の帯域を拡張するための装置。

20

9. 上記拡張信号発生手段は、

 非線形の入出力特性を有し、上記ろ波手段から出力されるデジタルオーディオ信号に対して非線形処理を実行して上記デジタルオーディオ信号を歪ませることにより、上記デジタルオーディオ信号の高調波成分のデジタル信号を発生する非線形処理手段と、

25

 上記非線形処理手段から出力される高調波成分のデジタル信号のうち少なくとも上記第 2 の帯域以上の周波数成分を高域通過ろ波して、ろ波後の信号を拡張信号として出力する第 1 の高域通過フィルタとを備えたことを特徴とする

請求項 8 記載の装置。

10. 上記拡張信号発生手段は、

振幅レベルに対して所定の確率分布を有するディザ信号を発生するディザ信号発生手段と、

5 上記ディザ信号発生手段から出力されるディザ信号のうち少なくとも上記第 2 の帯域以上の周波数成分を高域通過ろ波して、ろ波後の信号を拡張信号として出力する第 2 の高域通過フィルタとを備えたことを特徴とする請求項 8 記載の装置。

11. 上記拡張信号発生手段は、

10 非線形の入出力特性を有し、上記ろ波手段から出力されるデジタルオーディオ信号に対して非線形処理を実行して上記デジタルオーディオ信号を歪ませることにより、上記デジタルオーディオ信号の高調波成分のデジタル信号を発生する非線形処理手段と、

15 上記非線形処理手段から出力される高調波成分のデジタル信号のうち少なくとも上記第 2 の帯域以上の周波数成分を高域通過ろ波して、ろ波後の信号を出力する第 1 の高域通過フィルタと、

振幅レベルに対して所定の確率分布を有するディザ信号を発生するディザ信号発生手段と、

20 上記ディザ信号発生手段から出力されるディザ信号のうち少なくとも上記第 2 の帯域以上の周波数成分を高域通過ろ波して、ろ波後の信号を出力する第 2 の高域通過フィルタと、

上記第 1 の高域通過フィルタから出力される信号と、上記第 2 の高域通過フィルタから出力される信号とを加算して、加算結果の信号を拡張信号として出力する第 2 の加算手段とを備えたことを特徴とする請求項 8 記載の装置。

25 12. 所定の $1/f$ 特性と $1/f^2$ 特性とのうちの 1 つのフィルタ特性を有し、上記拡張信号を低域通過ろ波して上記レベル制御手段に出力する低域通過フィルタをさらに備えたことを特徴とする請求項 8 乃至 11 のうちの 1 つに記載の装置。

13. 上記ディザ信号発生手段は、

それぞれ互いに独立な擬似雑音系列ノイズ信号を発生する複数のノイズ信号発生回路と、

5 上記各ノイズ発生回路によって発生される複数の擬似雑音系列ノイズ信号を加算することにより、振幅レベルに対して、ガウス分布と釣り鐘型分布のうちの1つの分布の確率密度を有する加算結果のディザ信号を発生して拡張信号として出力する第3の加算手段とを備えたことを特徴とする請求項10乃至12のうちの1つに記載の装置。

10 14. 上記ろ波手段から出力されるデジタルオーディオ信号のうちの所定の複数の帯域のスペクトル強度を演算して、演算された複数の帯域のスペクトル強度に基づいて上記デジタルオーディオ信号が単一のスペクトルであるか否かを判断する第2のスペクトル解析手段と、

15 上記第2のスペクトル解析手段により上記デジタルオーディオ信号が単一のスペクトルではないと判断されたときは、上記拡張信号を上記第1の加算手段に出力する一方、上記デジタルオーディオ信号が単一のスペクトルであると判断されたときは、上記拡張信号を上記第1の加算手段に出力しないように切り換える切り換え手段とをさらに備えたことを特徴とする請求項8乃至13記載の装置。

図1

第1の好ましい実施形態
オーディオ信号帯域拡張装置

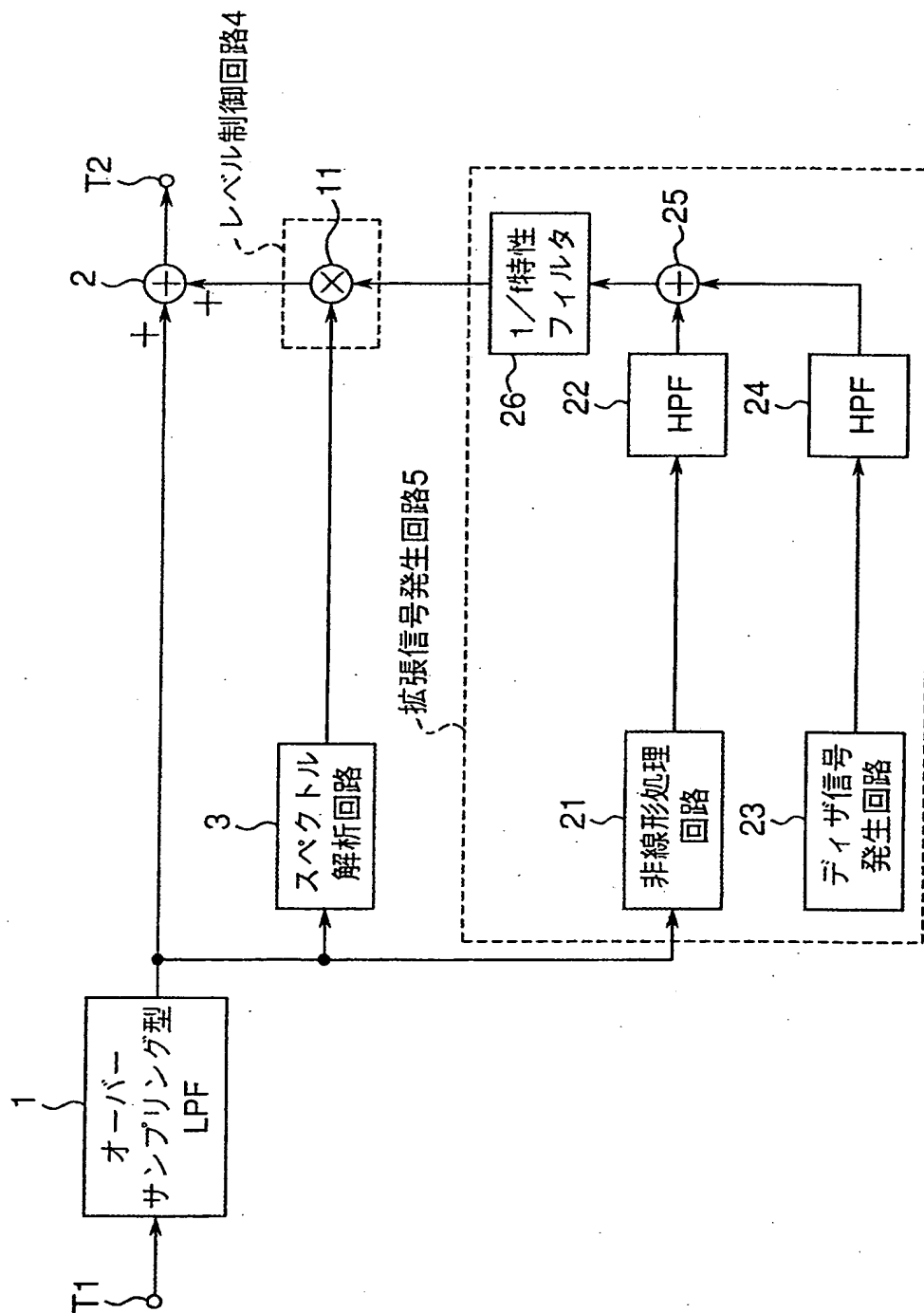


図2

オーバーサンプリング型LPF1



図3

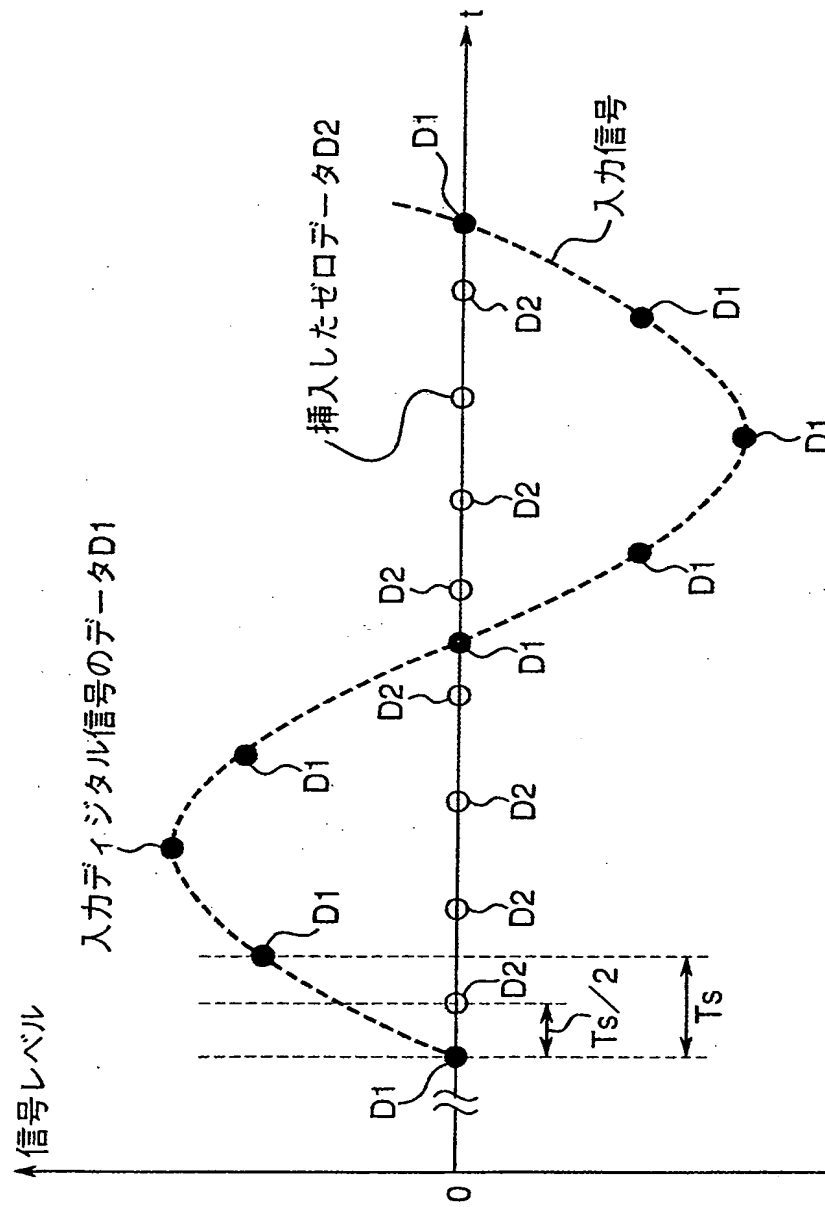


図4

スペクトル解析回路3

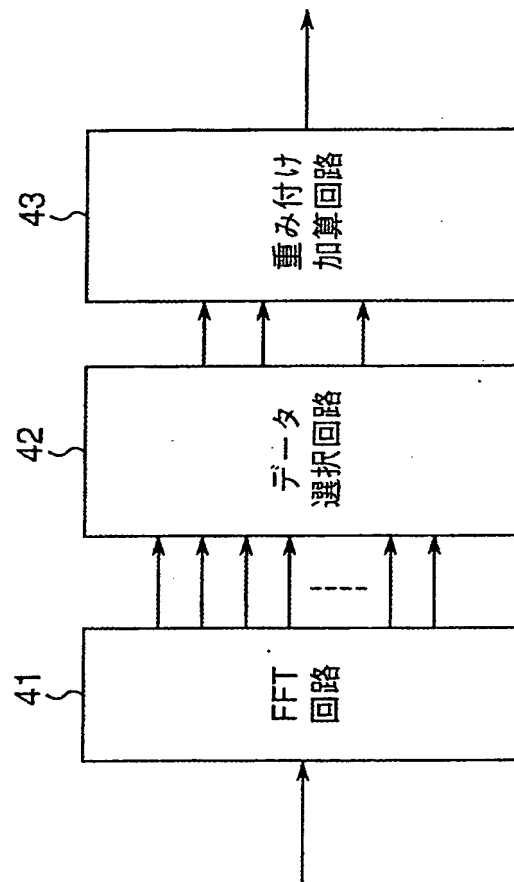


図5

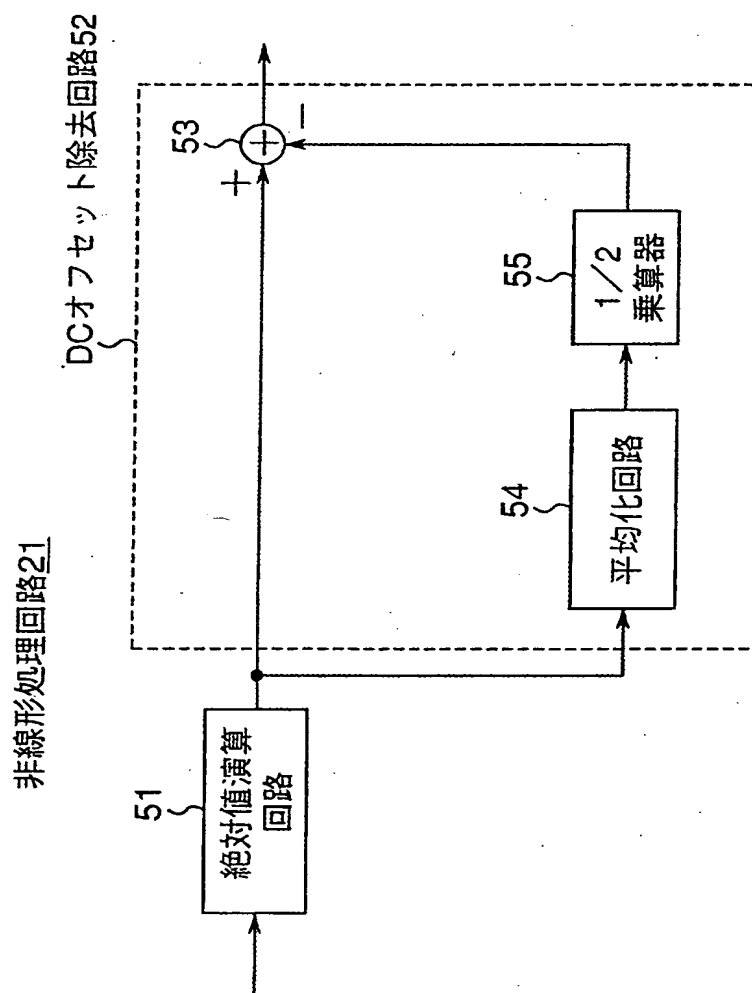


図6

ディザ信号発生回路23

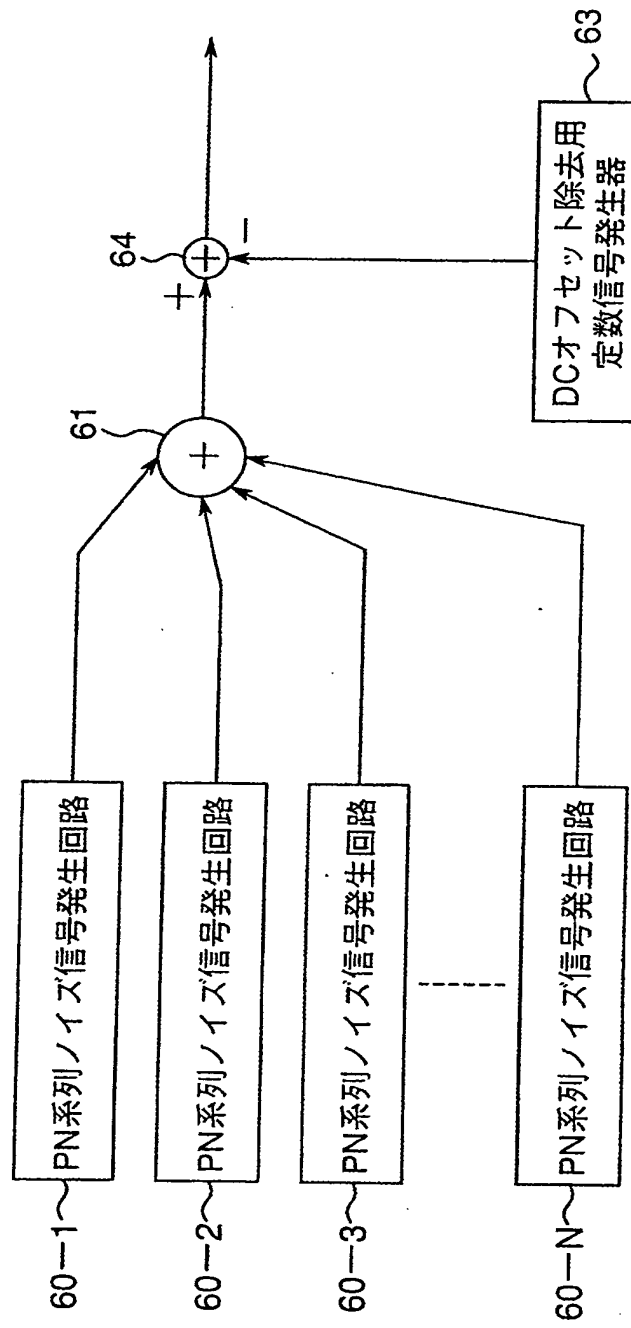


図7

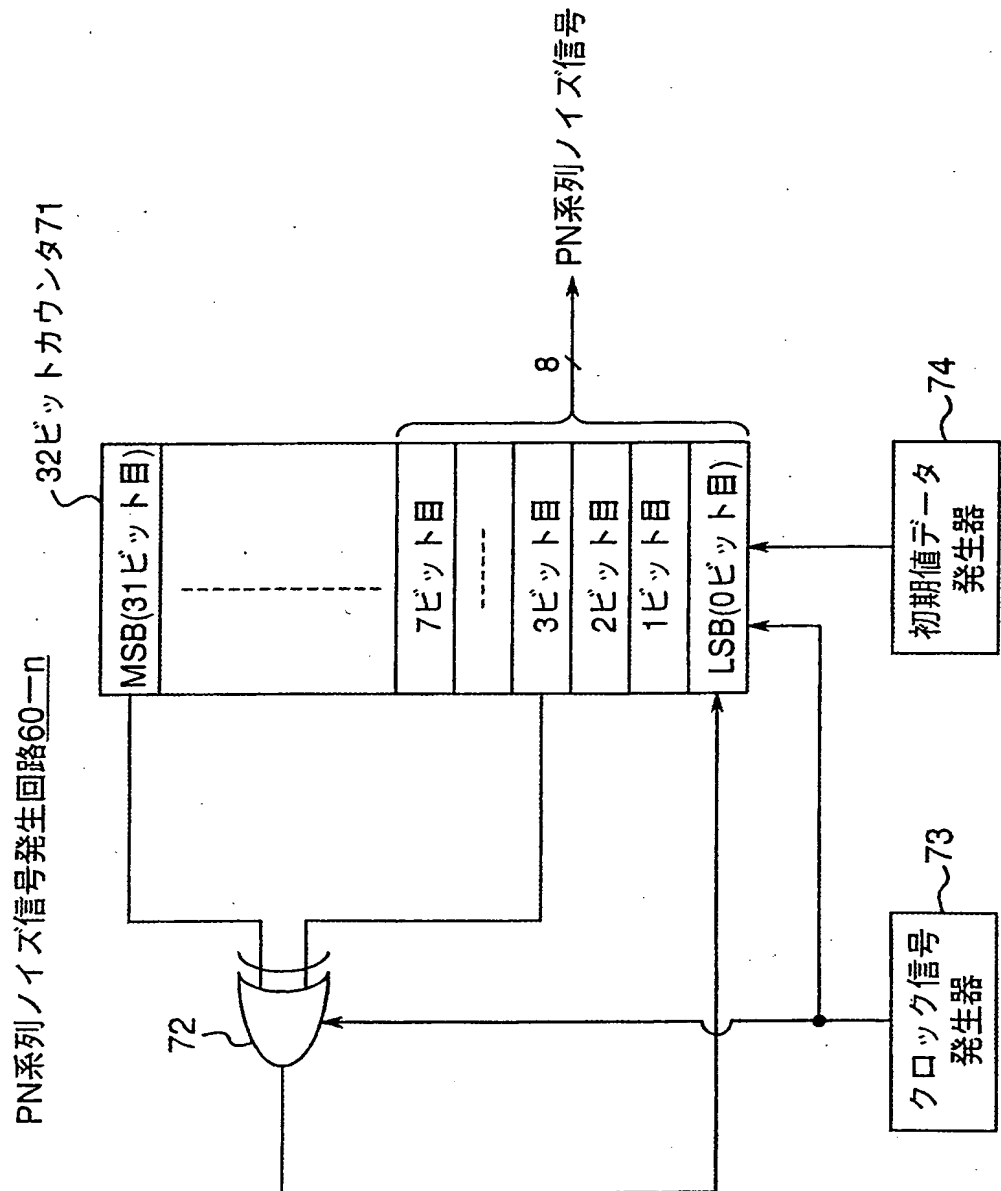


図8 ホワイトノイズ信号の
確率密度

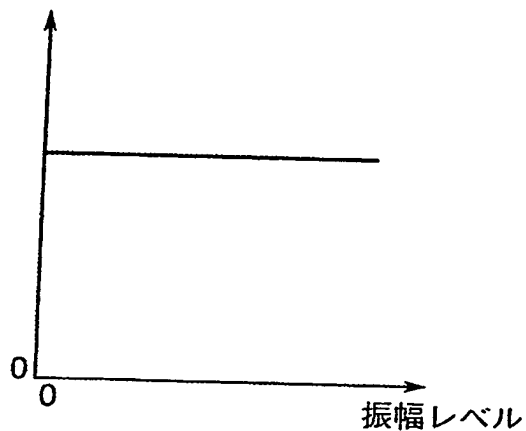


図9 ベル分布型ノイズ信号の
確率密度

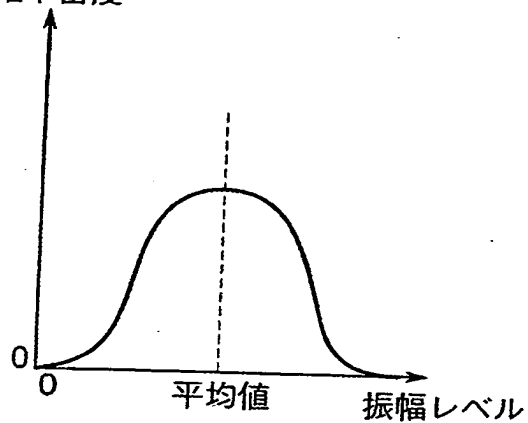


図10 ガウス分布型ノイズ信号の
確率密度

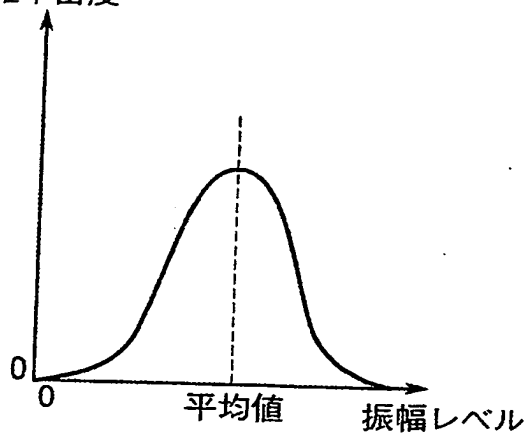


図11

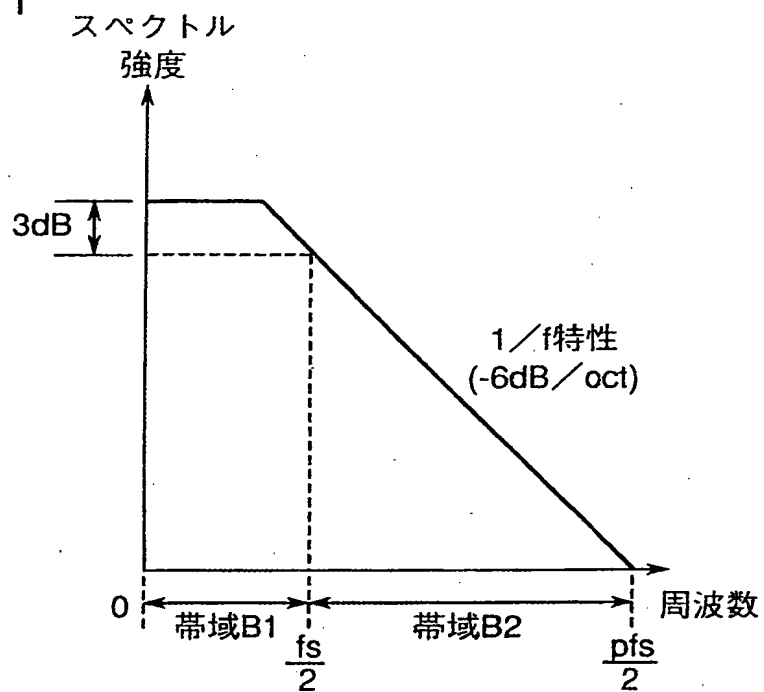


図12

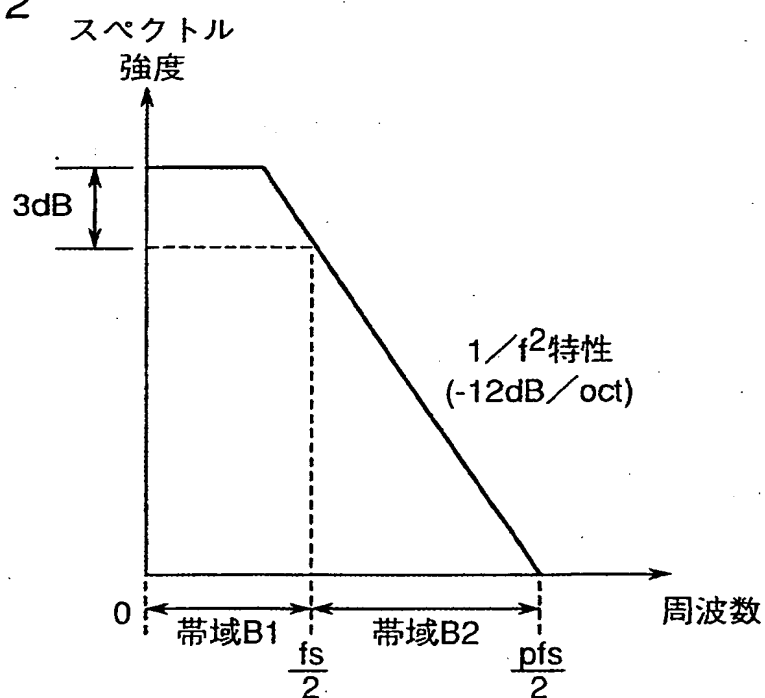


図13

第2の好ましい実施形態
オーディオ信号帯域拡張装置

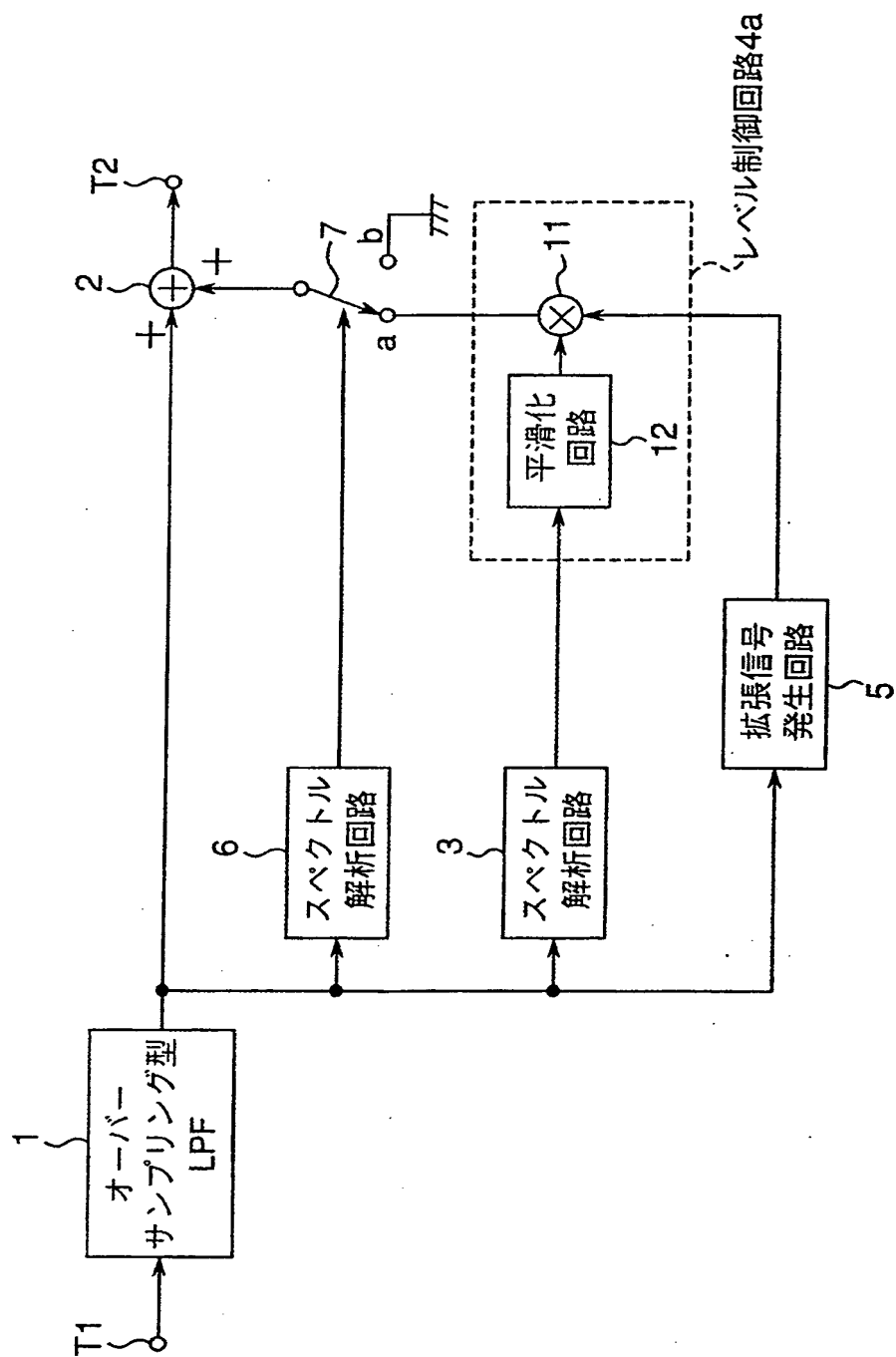


図14

スペクトル解析回路6

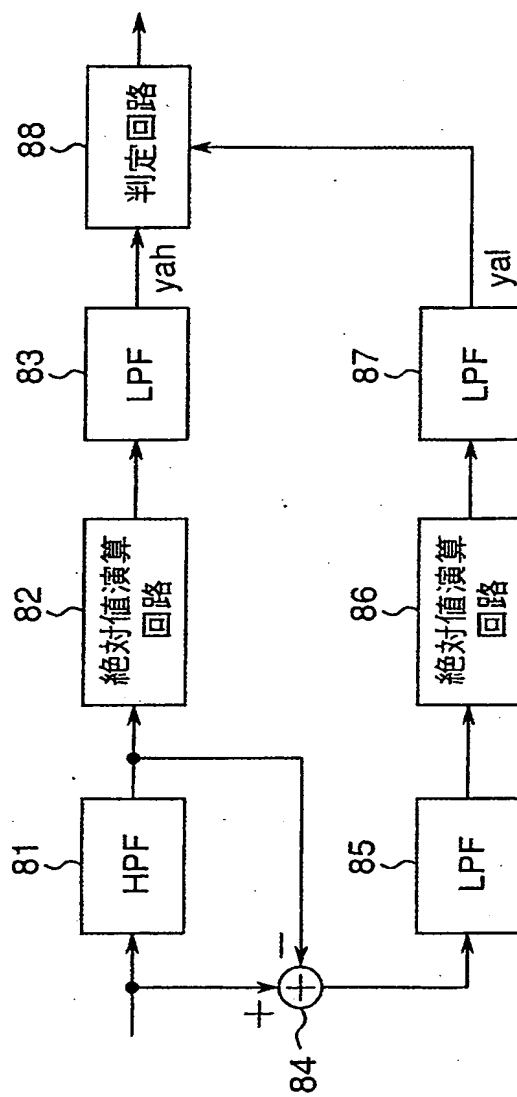


図15
入力デジタル信号の
スペクトル強度

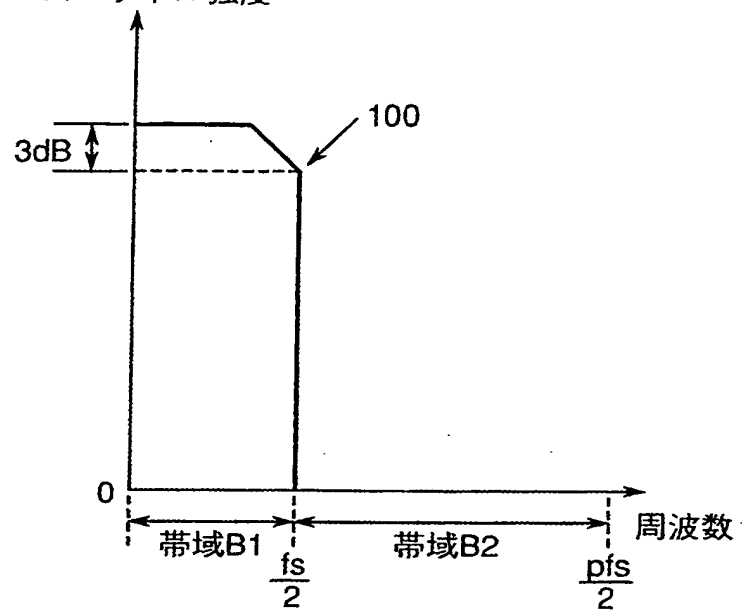


図16
帯域拡張後の出力
デジタル信号のスペクトル強度

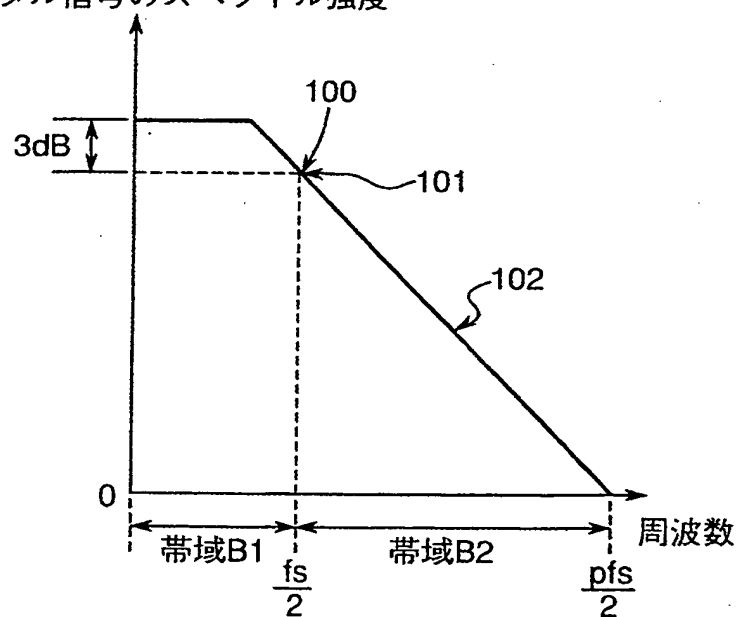
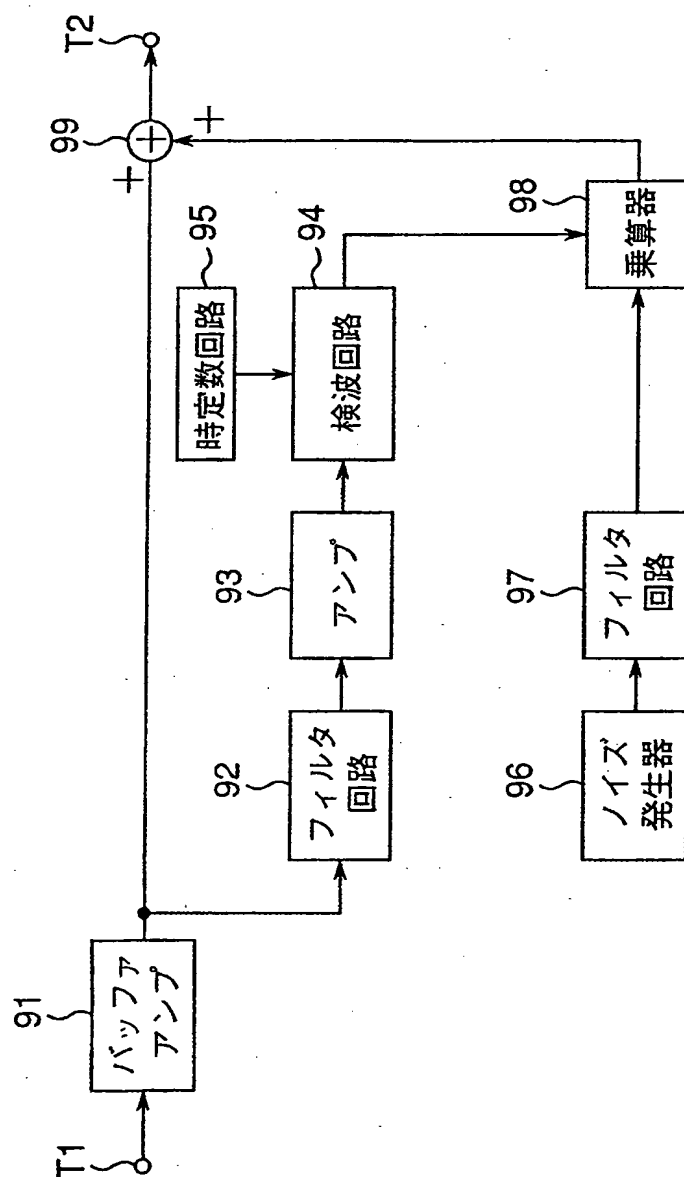


図17

従来技術



INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International application No.

PCT/JP00/02965

A. CLASSIFICATION OF SUBJECT MATTER

Int.Cl⁷ H03M7/00
Int.Cl⁷ H03G5/16

According to International Patent Classification (IPC) or to both national classification and IPC

B. FIELDS SEARCHED

Minimum documentation searched (classification system followed by classification symbols)

Int.Cl⁷ H03M7/00
Int.Cl⁷ H03G5/16

Documentation searched other than minimum documentation to the extent that such documents are included in the fields searched

Jitsuyo Shinan Koho(Y1Y2) 1926-2000 Toroku Jitsuyo Shinan Koho(U) 1994-2000
Kokai Jitsuyo Shinan Koho(U) 1971-2000 Jitsuyo Shinan Toroku Koho(Y2)1996-2000

Electronic data base consulted during the international search (name of data base and, where practicable, search terms used)

C. DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT

Category*	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.
A	JP, 9-55634, A (Yamaha Corporation), 25 February, 1997 (25.02.97), Fig. 1 (Family: none)	1-14
A	JP, 9-23127, A (Fujitsu Ten Limited), 21 January, 1997 (21.01.97), Fig. 3 (Family: none)	1-14
A	JP, 3018964, U (Junichi Yaoi), 05 December, 1995 (05.12.95), Fig. 1 (Family: none)	1-14

☐ Further documents are listed in the continuation of Box C.☐ See patent family annex.

* Special categories of cited documents:

"A" document defining the general state of the art which is not considered to be of particular relevance

"E" earlier document but published on or after the international filing date

"L" document which may throw doubts on priority claim(s) or which is cited to establish the publication date of another citation or other special reason (as specified)

"O" document referring to an oral disclosure, use, exhibition or other means

"P" document published prior to the international filing date but later than the priority date claimed

"T" later document published after the international filing date or priority date and not in conflict with the application but cited to understand the principle or theory underlying the invention

"X" document of particular relevance; the claimed invention cannot be considered novel or cannot be considered to involve an inventive step when the document is taken alone

"Y" document of particular relevance; the claimed invention cannot be considered to involve an inventive step when the document is combined with one or more other such documents, such combination being obvious to a person skilled in the art

"&" document member of the same patent family

Date of the actual completion of the international search
08 August, 2000 (08.08.00)

Date of mailing of the international search report
22 August, 2000 (22.08.00)

Name and mailing address of the ISA/
Japanese Patent Office

Authorized officer

Facsimile No.

Telephone No.

A. 発明の属する分野の分類 (国際特許分類 (IPC))

Int. Cl⁷ H03M7/00Int. Cl⁷ H03G5/16

B. 調査を行った分野

調査を行った最小限資料 (国際特許分類 (IPC))

Int. Cl⁷ H03M7/00Int. Cl⁷ H03G5/16

最小限資料以外の資料で調査を行った分野に含まれるもの

日本国実用新案公報 (Y1、Y2) 1926-2000

日本国公開実用新案公報 (U) 1971-2000

日本国登録実用新案公報 (U) 1994-2000

日本国実用新案登録公報 (Y2) 1996-2000

国際調査で使用した電子データベース (データベースの名称、調査に使用した用語)

C. 関連すると認められる文献

引用文献の カテゴリー*	引用文献名 及び一部の箇所が関連するときは、その関連する箇所の表示	関連する 請求の範囲の番号
A	JP, 9-55634, A (ヤマハ株式会社)、25. 2月. 1997 (25. 02. 97) 第1図 (ファミリー無し)	1~14
A	JP, 9-23127, A (富士通テン株式会社)、21. 1月. 1997 (21. 01. 97) 第3図 (ファミリー無し)	1~14
A	JP, 3018964, U (矢追純一)、5. 12月. 1995 (05. 12. 95) 第1図 (ファミリー無し)	1~14

☐ C欄の続きにも文献が列挙されている。☐ パテントファミリーに関する別紙を参照。

* 引用文献のカテゴリー

「A」 特に関連のある文献ではなく、一般的技術水準を示すもの

「E」 国際出願日前の出願または特許であるが、国際出願日以後に公表されたもの

「L」 優先権主張に疑義を提起する文献又は他の文献の発行日若しくは他の特別な理由を確立するために引用する文献 (理由を付す)

「O」 口頭による開示、使用、展示等に言及する文献

「P」 国際出願日前で、かつ優先権の主張の基礎となる出願

の日の後に公表された文献

「T」 国際出願日又は優先日後に公表された文献であって出願と矛盾するものではなく、発明の原理又は理論の理解のために引用するもの

「X」 特に関連のある文献であって、当該文献のみで発明の新規性又は進歩性がないと考えられるもの

「Y」 特に関連のある文献であって、当該文献と他の1以上の文献との、当業者にとって自明である組合せによって進歩性がないと考えられるもの

「&」 同一パテントファミリー文献

国際調査を完了した日

08. 08. 00

国際調査報告の発送日

22.08.00

国際調査機関の名称及びあて先

日本国特許庁 (ISA/JP)

郵便番号100-8915

東京都千代田区霞が関三丁目4番3号

特許庁審査官 (権限のある職員)

石井 研一

印

5K

8124

電話番号 03-3581-1101 内線 3555

THIS PAGE BLANK (USPTO)